一种空间用双向直流斩波电路拓扑

霍群海[1],吴理心[1],尹靖元[1],贾东强[2]
(1. 中国科学院电工研究所,北京 100190;2. 国网北京电科院,北京 100075)

摘要:针对空间环境应用的限制,提出一种空间用双向直流斩波电路拓扑。将放电变换器和充电变换器结合在一个变换器拓扑中,使得空间用电源系统体积更小、重量更轻以及功率密度更高。对提出的电路拓扑双向工作原理进行详细分析,对其升压过程和降压过程的电路增益进行理论推导。采用电压外环和电流内环的双环控制策略实现电路的升压和降压,完成电源系统的放电和充电过程。搭建计算机仿真模型和物理实验平台进行仿真和实验验证,结果表明提出的拓扑正确可行。

关键词:空间电源;双向斩波电路;增益建模;双环控制;工作模式
中图分类号:TM 46　　**文献标识码**:A　　DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2017.10.024

0 引言

随着空间技术的不断发展,航天器电源系统的功率需求越来越大[1]。航天器的发射成本一直非常昂贵,现有电源系统的质量在航天器总质量中占有较大比重。由于减小航天器的质量可以减少发射成本[2],且较小的电源系统质量对减少卫星发射成本起着关键的作用,因此开展提高航天器电源系统充放电变换器功率密度的研究具有较高的实用价值[3-4]。已有文献[5-6]及研究结果表明,双向变换器比单向变换器在体积、功率密度、重量等方面更有优势[7-9],因此开展双向直流变换器的研究很有意义。

选择合适的高功率密度拓扑时需考虑所选的拓扑电路要尽量简单且稳定可靠[10]。传统 Boost 电路由于工作电流不连续、存在不稳定工作点,故不能直接应用于空间电源系统。目前多种新型拓扑成为航天电源的研究热点,其中已经在航天应用的拓扑主要有:Weinberg 放电拓扑[11-14]、Super Boost 电路拓扑、双向耦合 Boost[14]电路拓扑。Super Boost 电路拓扑的缺点是系统非线性、传递函数为 2 阶;双向耦合 Boost 电路拓扑对控制电路要求较高,需要隔离驱动。3 种拓扑中,非隔离型 Weinberg 拓扑的额定效率最高。

自提出 Weinberg 拓扑以来,隔离型 Weinberg 拓扑和非隔离型 Weinberg 拓扑一直是研究热点[6,11-14],两者各有优缺点。近年来随着空间电源的功率需求迅速增大,无源器件的体积和重量成为制约空间电源发展的一个重要因素。为了克服现有拓扑的不足,基于已在空间电源系统中应用的 Weinberg 拓扑做进一步改进,本文提出一种空间用非隔离型双向直流斩波电路拓扑。提出的拓扑具有拓扑结构简洁、一个拓扑能够实现充电和放电 2 种功能、能量可以双向流动等特点。并进行了工作原理和增益分析、仿真研究和实验验证。

收稿日期:2016-08-12;**修回日期**:2017-08-18
基金项目:国家自然科学基金资助项目(51607171);江苏省自然科学基金资助项目(BK20130740);中国科学院青年创新促进会资助项目(2017180)
Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51607171),Natural Science Foundation of Jiangsu Province(BK201307040) and Youth Innovation Promotion Association of CAS(2017180)

1 拓扑结构

本文基于常规 Weinberg 放电拓扑,对其进行改进,增加降压电路的开关管和续流二极管,使其具备能量双向流动功能。提出的双向斩波电路拓扑如图 1 所示,其有 2 种工作模式:Boost 工作模式和 Buck 工作模式。从图 1 的拓扑中可以看出,升压部分为常规 Weinberg 拓扑[6,8-13],降压部分为 Buck 电路。两者结合能实现能量双向流动功能,2 种功能集合在一种拓扑中,可以实现体积更小、功率密度更高。

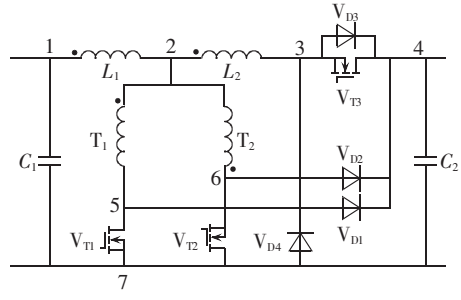


图 1 双向斩波电路拓扑
Fig.1 Bidirectional chopper circuit topology

1.1 Boost 工作模式

当航天器工作在地球遮挡阴影区时,储能电池通过直流斩波电路放电,斩波电路工作在 Boost 升压模式,实现储能电池对负载供电。通过开关 V_{T1} 和 V_{T2} 的交替导通关断控制实现储能电池系统向直流母线输送功率,此时开关 V_{T3} 不工作。

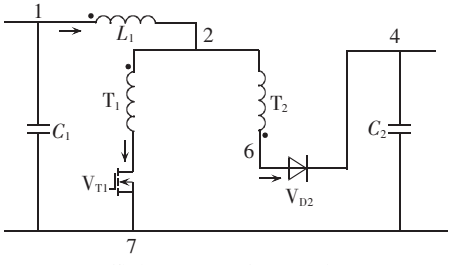
1.2 Buck 工作模式

当航天器工作在阳光区时,通过提出的直流斩波电路对储能电池充电,斩波电路工作在 Buck 降压模

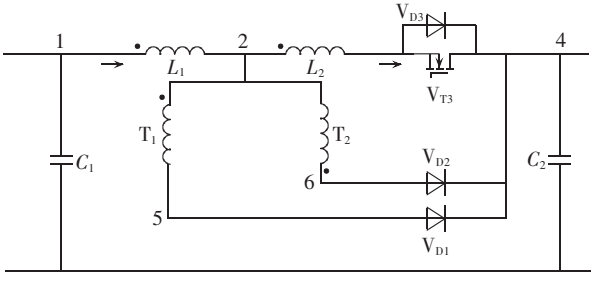
式,实现太阳能电池阵对储能电池系统充电。通过控制开关 V_{T3} 导通和关断向储能电池系统输送功率,此时开关 V_{T1} 和 V_{T2} 不工作。

2 工作原理

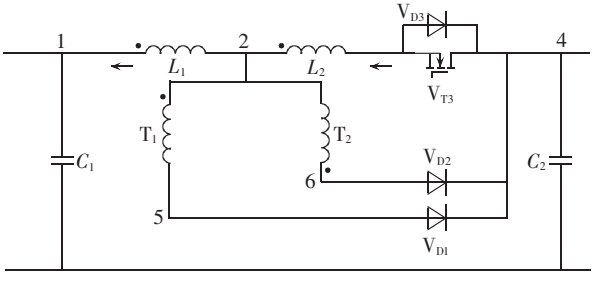
本文提出的双向直流斩波电路的升压工作原理过程分析如图2(a)和2(b)所示。电子开关 V_{T1} 和电子开关 V_{T2} 在一个开关周期内有2次开通和关断过程,相当于增加了PWM一倍开关频率,在不增加开关损耗的情况下增加了变换器的带宽,可以减小磁芯元件和滤波器元件的尺寸。分析升压工作过程时,首先假定电子开关 V_{T1} 导通,储能电池系统经 L_1、T_1 和 V_{T1} 向储能电感 L 充电,同时储能电池系统经 L_1、T_2 和二极管 V_{D2} 向负载放电,能量流向如图2(a)中箭头所示。然后电子开关 V_{T1} 关断,V_{T2} 等待导通,此时存在2个电子开关均不导通的死区时间,储能电池系统和储能电感 L 经二极管 V_{D3} 共同向负载放电,能量流向如图2(b)中箭头所示。其次电子开关 V_{T2} 导通,左侧储能电池系统经 L_1、T_2 和 V_{T2} 向储能电感 L 充电,同时储能电池系统经 L_1、T_1 和二极管 V_{D1} 向右侧负载放电。最后电子开关 V_{T2} 关断,V_{T1} 等待导通,此时存在2个电子开关均不导通的死区时间,电源系统和储能电感 L 共同向负载放电。下一步电子开关 V_{T1} 继续导通,循环升压放电工作过程。



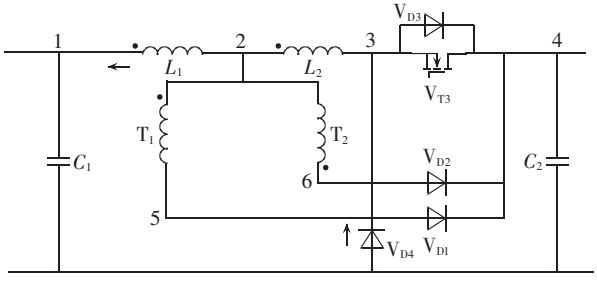
(a) Boost 模式下电子开关导通时能量流向



(b) Boost 模式下电子开关关断时能量流向



(c) Buck 模式下电子开关导通时能量流向



(d) Buck 模式下电子开关关断时能量流向

图2 Boost和Buck模式工作过程

Fig.2 Work process in Boost and Buck modes

双向直流斩波电路的降压工作过程如图2(c)和2(d)所示。电子开关 V_{T3} 导通时,右侧太阳能电池阵和储能电感 L 共同向储能电池充电,能量流向如图2(c)中箭头所示;电子开关 V_{T3} 关断时,储能电感 L 通过二极管 V_{D4} 续流继续向储能电池充电,能量流向如图2(d)中箭头所示,然后电子开关 V_{T3} 导通,循环以上过程。

3 计算电压增益

3.1 升压电路电压增益

本文提出的拓扑在升压过程和降压过程中电流流经不同的回路,使得升降压过程电压增益不同,需要分别对其进行计算。首先计算升压过程电压增益,定义电容 C_1 电压为输入电压 U_{in1}、电容 C_2 电压为输出电压 U_{out1}、变压器变比 T_1:T_2 为 1:n、耦合电感 L_1 和 L_2 线圈匝数分别为 N_{L1} 和 N_{L2}。V_{T1} 导通时,连接点2电位 U_2 和输出电压 U_{out1} 的关系为:

$$U_2=U_{out1}-nU_2 \tag{1}$$

计算可得:

$$U_2=\frac{U_{out1}}{n+1} \tag{2}$$

电感 L_1 两端电压 U_{L1} 为:

$$U_{L1}=U_{in1}-\frac{U_{out1}}{n+1}=L_{on}\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} \tag{3}$$

其中,L_{on} 为此时电路主电感,即:

$$L_{on}=L_1=N_{L1}^2A_L \tag{4}$$

其中,A_L 为耦合电感感应系数。得到 V_{T1} 导通状态下电感 L_1 的电流变化率为:

$$\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t}=\frac{U_{in1}-\dfrac{U_{out1}}{n+1}}{L_{on}} \tag{5}$$

定义流入电容 C_2 的电流为输出电流 i_{out1},电感 L_1 电流 i_{L1} 和输出电流 i_{out1} 之间的关系为:

$$i_{L1}=i_{T1}+i_{T2}=ni_{out1}+i_{out1}=(1+n)i_{out1} \tag{6}$$

得到输出电流 i_{out1} 的电流变化率为:

$$\frac{\Delta i_{out1}}{\Delta t}=\frac{1}{n+1}\frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t}=\frac{(n+1)U_{in1}-U_{out1}}{(n+1)^2L_{on}} \tag{7}$$

当 V_{T1} 和 V_{T2} 完全关断时，耦合电感 L_1 和 L_2 全部接入主回路中，二极管 V_{D3} 正向偏置导通，此时关断电感 L_{off} 为：

$$L_{off}=L_1+L_2=(N_{L1}+N_{L2})^2A_L=\left(\frac{N_{L1}+N_{L2}}{N_{L1}}\right)^2L_{on} \tag{8}$$

由于 V_{D1} 和 V_{D2} 电压反向偏置，所以电流不经变压器原副边续流，而是经 L_1、L_2 和 V_{D3} 流入输出电容 C_2，由于作用在电感 L_1 和 L_2 两端的电压为 U_{in1} 和 U_{out1} 之差，得到此时输出电流 i_{out1} 的电流变化率为：

$$\frac{\Delta i_{out1}}{\Delta t}=\frac{U_{in1}-U_{out1}}{L_{off}}=\frac{U_{in1}-U_{out1}}{\left(\frac{N_{L1}+N_{L2}}{N_{L1}}\right)^2L_{on}} \tag{9}$$

为了保证输出电流连续，式(7)中电流的上升量等于式(9)中电流的下降量，定义变换器占空比为 D_1，开关周期为 T_S，即开关周期内电流上升时间为 D_1T_S，下降时间为 $(1-D_1)T_S$，由此通过式(7)和(9)得到：

$$\frac{(n+1)U_{in1}-U_{out1}}{(n+1)^2L_{on}}D_1=-\frac{U_{in1}-U_{out1}}{\left(\frac{N_{L1}+N_{L2}}{N_{L1}}\right)^2L_{on}}(1-D_1) \tag{10}$$

计算可得：

$$U_{out1}=\left[1+\frac{mnD_1}{mD_1+(1-D_1)(1+n)^2}\right]U_{in1} \tag{11}$$

其中，$m=\left(\frac{N_{L1}+N_{L2}}{N_{L1}}\right)^2$。

当变压器变比为 1，且耦合电感匝数相同时，式(11)可以化简为：

$$U_{out1}=(1+D_1)U_{in1} \tag{12}$$

即输出电压介于 1 倍输入电压和 2 倍输入电压之间。

3.2　降压电路电压增益

定义电容 C_1 电压为输出电压 U_{out2}、电容 C_2 电压为输入电压 U_{in2}、电感 L_1 电流为输出电流 i_{out2}。图 2(c)所示的降压过程和图 2(b)所示的升压过程相似，当 V_{T3} 导通时，通过式(9)可以得到此时输出电流变化率为：

$$\frac{\Delta i_{out2}}{\Delta t}=\frac{U_{in2}-U_{out2}}{L_{off}}=\frac{U_{in2}-U_{out2}}{\left(\frac{N_{L1}+N_{L2}}{N_{L1}}\right)^2L_{on}} \tag{13}$$

当 V_{T3} 关断时，电流经 V_{D4} 进行续流，输出电压 U_{out2} 作用在电感 L_1 和 L_2 上，为了保持电感恒定的磁通量，得到此时输出电流 i_{out2} 变化率为：

$$\frac{\Delta i_{out2}}{\Delta t}=\frac{U_{out2}}{L_{on}} \tag{14}$$

定义 V_{T3} 导通占空比为 D_2，为了保证输出电流连续，得到：

$$\frac{U_{in2}-U_{out2}}{\left(\frac{N_{L1}+N_{L2}}{N_{L1}}\right)^2L_{on}}(1-D_2)=-\frac{U_{out2}}{L_{on}}D_2 \tag{15}$$

计算可得：

$$U_{out2}=\frac{1}{1+\frac{mD_2}{1-D_2}}U_{in2} \tag{16}$$

当耦合电感匝数相同时，降压电路电压增益为：

$$U_{out2}=\frac{1}{1+\frac{4D_2}{1-D_2}}U_{in2} \tag{17}$$

4　控制策略分析

双向直流斩波电路通常采用电压外环电流内环的双环控制策略。双向直流斩波电路的升压控制过程如下：通过采样电路采集升压电路上电流信号作为控制电流内环，采样电容 C_2 输出电压信号作为控制电压外环，通过比例积分控制，实现升压电路稳定电压输出。

双向直流斩波电路的降压控制过程如下：通过采样电路采集降压电路上电流信号作为控制电流内环，采样电容 C_1 输出电压信号作为控制电压外环，通过比例积分控制，实现降压电路稳定电压输出。需要说明的是，双向直流斩波电路是分时工作的。在阳光区时，只执行充电降压工作；在阴影区时，只执行放电升压工作。

5　仿真分析

为验证所提拓扑的可行性，在 Psim 仿真软件上搭建了升压和降压仿真模型。仿真系统参数如下：储能电感 L 为 0.144 mH，变压器漏感为 0.393 mH，电容 C_1 为 47 μF，电容 C_2 为 47 μF，开关频率为 50 kHz，直流母线电压期望值为 100 V，储能侧电压期望值为 58 V。

升压过程的仿真波形如图 3 所示。输出侧电容起始电压为 0，从仿真波形中可以看出，通过很短时间的升压控制调整后，放电系统负载侧电压稳定在 100 V 运行，实现了储能系统对负载的放电，表明提出的拓扑及控制方法有效可行。

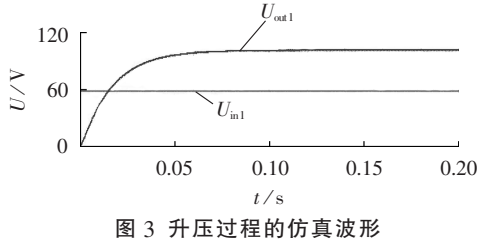


图 3　升压过程的仿真波形

Fig.3 Simulative waveforms during Boost process

降压过程的仿真波形如图 4 所示。从仿真波形中可以看出，通过很短时间的控制调整后，储能侧电压稳定运行，实现了光伏系统对储能系统的充电，表明

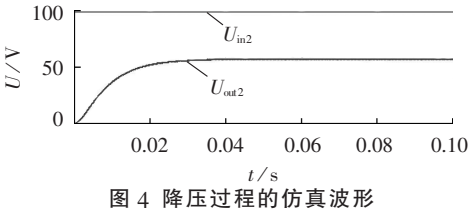


图4 降压过程的仿真波形

Fig.4 Simulative waveforms during Buck process

提出的拓扑及控制方法有效可行。

6 实验验证

由于所提拓扑为分时工作,且升压部分在相关文献中已进行实验验证,因此笔者在实验室仅搭建了1 kW降压模式的实物物理平台。实验平台系统相关参数如下:储能电感L为0.144 mH,变压器漏感为0.393 mH,电容C_1为47 μF,电容C_2为47μF,开关管MOSFET型号为IRFP4668,驱动器型号为IR2110,开关频率为50 kHz,输入电压为100 V,输出电压期望值为58 V。为便于容量功率的扩充,采用模块化结构设计,便于多个模块并联。本文采用的1 kW功率模块结构主要包括:输入输出电容、驱动电路、MOSFET、变压器、储能电感等。

实验的目的主要是验证斩波电路的响应特性。输入侧采用充电机电源旋转升压至拓扑额定输入电压100 V,通过测量输出侧电压,验证所提拓扑的动态特性和稳态特性。得到的实验波形如图5和图6所示。从图5中可以看出,提出的双向直流斩波电路输出等比例地跟踪输入电压波动,响应迅速,且跟随特性较好。从图6中可以看出,输入稳定在100 V时,输出稳定在58 V,输出电压稳定且纹波较小,证明提出的拓扑结构及其控制策略正确可行。

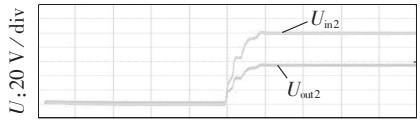


图5 启动波形

Fig.5 Start-up experimental waveform

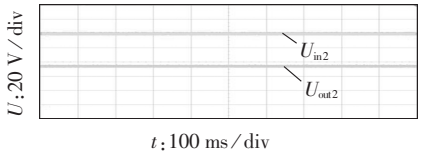


图6 稳态波形

Fig.6 Steady-state experimental waveform

7 结论

本文基于非隔离型Weinberg电路提出一种空间用双向直流斩波电路拓扑,对其升压和降压工作模式进行了分析,对升压和降压模式增益进行了理论计算,基于计算机仿真软件搭建了仿真模型,并在实验室搭建了物理实物模型进行仿真和实验验证,仿真和实验结果验证了提出的拓扑正确可行。

参考文献

[1] 杜青,崔波,曾毅,等. 基于S3MPR拓扑和电导增量法的空间电源系统研究[J]. 航天器工程,2016,25(3):74-79.
DU Qing,CUI Bo,ZENG Yi,et al. Research of space power system based on S3MPR topology and incremental conductance algorithm[J]. Spacecraft Engineering,2016,25(3):74-79.

[2] ASHISH S,SHIKHAR S,ANIRUDHA M,et al. Effective control & software techniques for high efficiency GaN FET based flexible electrical power system for cube-satellites[C]//2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Long Beach,CA,USA:IEEE,2016:601-608.

[3] LIU Yawei,SU Xiaobao. High power and efficiency power combining of space TWTAs with waveguide magic-T for satellite communication[C]//2015 IEEE International Vacuum Electronics Conference(IVEC). Beijing,China:IEEE,2015:1-2.

[4] GARRIGOS A,CARRASCO J A,BLANES J M. A power conditioning unit for high power GEO satellites based on the sequential switching shunt series regulator[C]// IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference. Malaga,Spain:IEEE,2006:1186-1189.

[5] 丁磊. 交错并联式磁集成DC-DC电源模块的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2015.
DING Lei. Research on magnetics integrated interleaved DC-DC power module[D]. Harbin:Harbin Institute of Technology,2015.

[6] WEINBERG S H,LOPEZ A. A bidirectional BDR/BCR for satellite applications[C]// Proceedings of the Fifth European Space Power Conference(ESPC). Tarragona,Spain:NASA Astrophysics Data System,1998:27-32.

[7] 郑玢鑫,程杉,谭超. ZVS隔离型高增益DC/DC变换器[J]. 电力自动化设备,2015,35(5):70-76.
ZHU Binxin,CHENG Shan,TAN Chao. ZVS isolated high step-up DC/DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(5):70-76.

[8] 吕正,颜湘武,孙磊,等. 计及MOSFET关断过程的LLC变换器死区时间选取及计算[J]. 电力自动化设备,2017,37(3):175-183.
LÜ Zheng,YAN Xiangwu,SUN Lei,et al. Selection and calculation of LLC converter dead-time considering turn-off transient of MOSFET[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(3):175-183.

[9] 颜湘武,王杨,葛小凤,等. 双管Buck-Boost变换器的带输入电压前馈双闭环控制策略[J]. 电力自动化设备,2016,36(10):65-70.
YAN Xiangwu,WANG Yang,GE Xiaofeng,et al. Dual-loop control with input voltage feedforward for dual-switch Buck-Boost converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(10):65-70.

[10] 张伟. 高功率密度空间电源单元的研究[D]. 杭州:浙江大学,2009.
ZHANG Wei. Study of high power density DC-DC power supply for space application[J]. Hangzhou:Zhejiang University,2009.

[11] LARICO H R E,BARBI I. Three-phase Weinberg isolated DC-DC converter:analysis,design,and experimentation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2012,59(2):888-896.

[12] WEINBERG A K,RUEDA B. A high power,high frequency, DC to DC converter for space applications[C]//IEEE Transactions on Power Electronics Specialists Conference. Toledo, Spain:IEEE,1992:1140-1147.
[13] HAWASLY S,MOUSSAOUI Z,KORNETZKY P,et al. Dynamic modeling of parallel connected DC to DC converters using Weinberg topologies[C]//Southcon/96 Conference Record. Orlando,FL,USA:IEEE,1996:599-609.
[14] FU Ming,ZHANG Donglai,LI Tiecai. Design and analysis of a conductance compensator for keeping constant bandwidth and output impedance in average current mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(1):837-848.

作者简介：

霍群海

霍群海(1981—)，男，河南驻马店人，副研究员，博士，研究方向为电能质量分析与控制(**E-mail**:huoqunhai@163.com)；

吴理心(1984—)，男，山东潍坊人，助理研究员，硕士，通信作者，研究方向为电能质量分析与控制(**E-mail**:wulixin@mail.iee.ac.cn)。

Topology of a bidirectional DC chopping circuit for space

HUO Qunhai[1],WU Lixin[1],YIN Jingyuan[1],JIA Dongqiang[2]
(1. Institute of Electrical Engineering,Chinese Academy of Sciences,Beijing 100190,China;
2. Power Research Institute of State Grid Beijing Electric Power Company,Beijing 100075,China)

Abstract: In view of the limit of space application environment,a bidirectional DC chopping circuit topology is proposed. The discharging and charging converters are combined in a converter topology,where smaller size, lighter weight and higher power density of the space power supply system can be achieved. The bidirectional working principle of the proposed circuit topology is analyzed in detail,and the circuit gain of the boost and buck process is theoretically derived. The dual-loop control strategy of voltage outer loop and current inner loop are employed to realize the increase and decrease of the circuit voltage,and the discharging and charging process of the power supply system are completed. Both computer simulation model and physical experimental platform are built,and simulative and experimental results demonstrate that the proposed topology is effective and feasible.

Key words: space power supply; bidirectional chopper circuit; gain modeling; dual-loop control; operation mode

(上接第 145 页 continued from page 145)

Multi-index nonlinear robust control for reheat-type turbogenerator

CHEN Mingyuan[1],LI Xiaocong[1],CONG Lanmei[1,2],XU Junhua[1],REN Ziyi[1]
(1. Guangxi Key Laboratory of Power System Optimization and Energy Technology,Guangxi University,Nanning 530004,China;2. School of Automobile Engineering,Linyi University,Linyi 276005,China)

Abstract: The MINRCA(Multi-Index Nonlinear Robust Control Approach) is applied to design a robust integrated control model for the excitation and governing control system of reheat-turbine generator units with uncertain disturbances. Zeros and poles of the system are reasonably configured by selecting an appropriate output function,through which multiple performance indices of the reheat-turbine generator can be achieved simultaneously. The selected output function can decouple the uncertain disturbance from the zero-dynamics system. Then,the L_2 gain disturbance attenuation approach is employed to alleviate negative effects of uncertain disturbances on system outputs. Consequently,the controller system can not only provide satisfactory dynamic and static performances,but also produce desired robust performance against uncertain disturbances. A three-machine power system model is designed to test the robust integrated control strategy derived from MINRCA,which finally verifies its effectiveness and superiority.

Key words: reheat-turbine generator; robust control; multi-index nonlinearity; L_2 gain disturbance attenuation; nonlinear control